

Amélioration des performances d'un amplificateur de puissance pour un radar GPR

Florin HUTU¹, Smaïl BACHIR², Claude DUVANAUD², Charlotte CORBEL³, Jacques VERDIER¹

¹Université de Lyon1, INRIA, INSA-Lyon, CITI, 69621, Villeurbanne

²Université de Poitiers, LAII, 4 avenue de Varsovie, 16021 Angoulême

³LATMOS, 10-12, Avenue de l'Europe, 78140 Velizy

florin-doru.hutu@insa-lyon.fr : correspondant principal

Résumé

Cet article présente l'amélioration du fonctionnement d'un amplificateur de puissance inclus dans le module d'émission d'un radar GPR (ground penetrating RADAR) dont la finalité est d'analyser la constitution et la géométrie du sous-sol de la planète Mars. Cet amplificateur opérant en HF (2 MHz) est capable de fournir une puissance de 10W sur une charge de 50Ω. Lorsque l'amplificateur est connecté à l'antenne réelle, la charge complexe présentée en modifie les performances. Une solution utilisant un correcteur proportionnel-intégral (PI) a été étudiée et testée expérimentalement afin d'améliorer les performances de l'amplificateur en régime impulsionnel.

1. Introduction

L'étude présentée a pour objectif l'amélioration d'un module de puissance s'intégrant dans un radar GPR. Ce radar permettra une prospection non destructive de la composition du sol par l'analyse de la propagation et de la réflexion des ondes électromagnétiques hautes-fréquences [1].

Le radar GPR envoie des trains d'impulsions en direction du sol grâce à deux antennes ruban. Les ondes se propagent dans le sol, milieu supposé de type diélectrique. Les différentes ondes réfléchies, dues aux réflexions ou diffractions au niveau des discontinuités dans le sol, seront détectées par ces mêmes antennes à la réception.

L'analyse des temps d'arrivée des ondes réfléchies permet d'interpréter la structure des discontinuités du sol et ainsi de réaliser une cartographie complète de celui-ci.

La disposition aléatoire des antennes une fois déployées à la surface et la constitution inconnue et non uniforme du sol à étudier font que la charge présentée à la sortie de l'amplificateur de puissance est différente de 50Ω et peut prendre des valeurs variables. De ce fait, les impulsions en sortie de l'amplificateur sont distordues. La conséquence la plus gênante est une augmentation du temps d'annulation du signal en sortie de l'amplificateur en fin d'impulsions. Ce signal résultant retarde l'instant de la commutation entre l'émission et la réception ce qui

augmente la zone aveugle du radar et empêche la détection des cibles proches.

Dans cette communication, la conception de l'amplificateur sera présentée et en particulier l'utilisation d'une contre-réaction avec un correcteur de type proportionnel-intégral afin de réduire le temps de décroissance du signal en fin d'impulsion.

Le problème de l'apparition des signaux parasites en sortie de l'amplificateur peut être vu comme un problème de mauvaise linéarité entrée-sortie. Il existe plusieurs solutions qui permettent une amélioration significative de la linéarité, tels que les techniques de prédistorsion adaptative [2, 3]. A cause des contraintes en termes du poids et de taille de l'amplificateur, il a été choisi d'utiliser une boucle de rétroaction analogique afin de diminuer le plus possible le nombre de composants utilisés.

La structure de l'étage de puissance et l'antenne seront présentées dans la deuxième section de ce papier. La troisième section est consacrée à la présentation de la démarche de conception du correcteur proportionnel-intégral. Dans la quatrième section sont présentés des résultats de simulation et de mesure.

2. Présentation de l'amplificateur et de l'antenne

L'amplificateur de puissance (PA) utilisé pour ce type d'applications doit fonctionner à une fréquence de 2MHz, avec des signaux impulsionnels de 1μs ou 10μs en modulation BPSK. Afin de répondre à d'exigentes contraintes de consommation, une structure push-pull classe B a été optimisée pour fournir une puissance de 5W sur une charge 50Ω (Figure 1). Une seconde structure identique est ajoutée pour fournir la puissance de 10W en utilisant un mode différentiel.

L'amplificateur obtenu, avec des tensions d'alimentation de +/-28V fonctionne directement sur 50Ω sans nécessité de réseau d'adaptation. Le fonctionnement est donc de type large bande, permettant de retrouver en sortie les impulsions à amplifier sans déformation. Pour améliorer le rendement de l'amplificateur, les transistors de l'étage final sont

utilisés à des niveaux très proches de la zone de saturation.

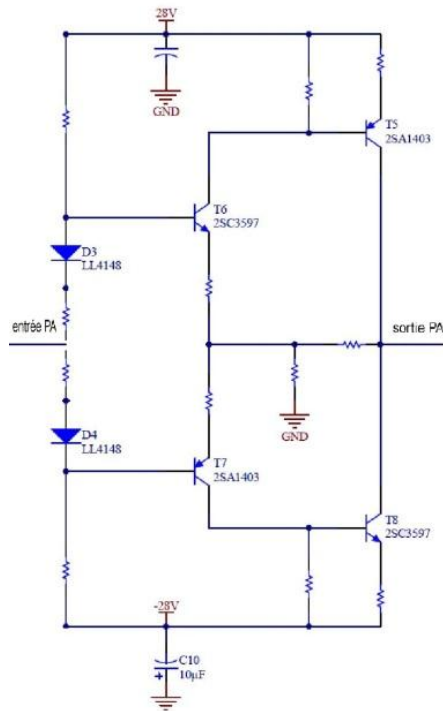


Figure 1. Schéma de l'étage de sortie du PA

L'antenne utilisée est une antenne ruban développée spécialement pour cet équipement [2]. Elle est constituée de deux monopoles de 35m chacun, chargés résistivement suivant un profil optimisé (type loi de Wu-King) qui assure la bande passante requise pour la transmission des impulsions courtes sans distorsion. A ces contraintes déterminantes pour les performances du radar s'ajoutent les contraintes de masse et d'encombrement inhérentes à toute mission spatiale.

Ces antennes sont formées de rubans de kapton métallisés avec une épaisseur variable d'aluminium le long de l'antenne pour réaliser le profil résistif puis recouverts de parylène pour les isoler et les protéger mécaniquement. L'antenne finale a pour dimensions: 35 m de longueur et 1cm de largeur, environ 30µm d'épaisseur et pèse 16g. Pendant les phases d'intégration et de vol, les antennes sont enroulées dans un système mécanique dédié qui permettra leur libération et déploiement à la surface de la planète Mars à l'aide d'un ressort.

L'antenne est reliée à l'amplificateur par un câble coaxial de longueur 50cm. L'impédance de l'antenne a été mesurée et caractérisée et, afin de simplifier les tests, un circuit équivalent composé d'éléments localisés a été utilisé pour les mesures de l'amplificateur.

Un circuit d'adaptation a été optimisé pour présenter une impédance 50Ω en sortie du PA à la fréquence fondamentale des trains d'impulsions. Malgré cela, et comme on peut le constater sur les mesures présentées sur la Figure 2, un régime oscillatoire déséquilibré apparaît durant 6µs après l'arrêt du train d'impulsions en entrée. Ce régime constitue une perturbation majeure lors

de mesures au sol, d'où l'intérêt d'atténuer son amplitude et de réduire sa durée. Plusieurs solutions peuvent être envisagées selon le choix d'un schéma de régulation en boucle ouverte (feedforward) ou en boucle fermée (feedback). Cependant, et vue la nature fortement variable de la charge en fonction de la fréquence, nous avons opté pour une commande en boucle fermée incluant un régulateur analogique dont les actions sont essentiellement de type proportionnelle et intégrale (PI) [4].

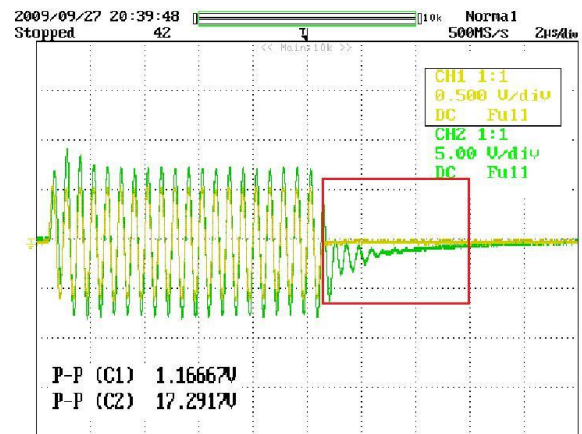


Figure 2. Entrée (courbe jaune) et sortie (vert) de l'amplificateur chargé par le modèle d'antenne

3. Réalisation de la boucle de rétroaction

Pour un système donné, la conception d'un schéma de régulation en boucle fermée passe par les étapes suivantes :

- Recherche d'un modèle (continu ou discret) du système à commander,
- Calcul des paramètres du régulateur en fonction du modèle du système,
- Validation en simulation puis expérimentalement sur le processus réel.

La modélisation et la caractérisation d'un système dépend essentiellement des signaux (ou données) d'entrée/sortie (E/S) employées dans la procédure d'identification. Habituellement, on utilise les données temporels avec des signaux d'entrée assez riches afin d'exciter l'ensemble de la dynamique du système [5]. D'autres approches existent comme les approches fréquentielles où l'on utilise la réponse en fréquence du procédé afin de le caractériser [5].

Dans le cas de l'amplificateur de puissance, le comportement en fréquence peut être caractérisé par un système continu décrit par une fonction de Laplace d'ordre n telle que :

$$H_{PA}(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i \cdot s^i}{1 + \sum_{i=0}^m a_i \cdot s^i}$$

où s est l'opérateur de Laplace et a_i et b_i sont les paramètres réels du modèle.

L'objectif de l'identification paramétrique est donc d'obtenir les valeurs optimales des a_i et b_i à partir des données d'entrée-sortie issues d'essais expérimentaux.

Les paramètres du modèle sont obtenus par la méthode des moments partiels réinitialisés [6] où l'on obtient une structure optimale du 6^{ème} ordre. Comme le principe du régulateur PI est de compenser le pôle du système qui correspond à la constante de temps la plus grande, le calcul du régulateur PI se fait sur la base du modèle réduit suivant :

$$H_{PA} = \frac{16.51}{1 + s \cdot 10,4 \cdot 10^{-6}}$$

Un correcteur continu PI a donc été calculé afin d'obtenir une fréquence de coupure plus élevée et un meilleur coefficient d'amortissement du système bouclé. De plus, la rétroaction et la compensation de la constante du temps la plus lente du système aura comme effet la réduction de la durée du régime oscillatoire [4].

Comme le montre la Figure 3, le principe de cette technique est de comparer la version atténuée du signal de sortie du PA au signal d'entrée. L'erreur générée est appliquée en entrée du correcteur.

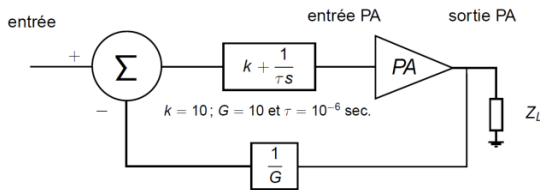


Figure 3. Schéma de régulation du PA avec un correcteur de type PI

Les fonctions comparateur, atténuateur $\frac{1}{G}$, gain k et constante d'intégration τ du correcteur ont été réalisées (Figure 4) en utilisant une structure à deux amplificateurs opérationnels qui ont une bande passante et un slew-rate satisfaisant pour l'application envisagée.

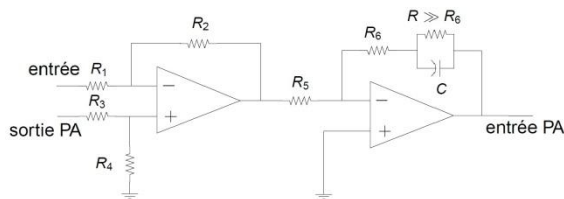


Figure 4. Schéma du comparateur, de l'atténuateur et du correcteur PI

L'atténuation $\frac{1}{G}$ permet de reboucler la sortie avec un niveau comparable à celui de l'entrée.

Les équations qui relient les valeurs des composants passifs à celles des actions proportionnelle (le gain k), de l'action intégrale (le terme $\frac{1}{\tau s}$) et de l'atténuation $\frac{1}{G}$ sont données dans le Tableau 1.

$\frac{R_2}{R_1} = \sqrt{k}$	$\frac{R_6}{R_5} = \sqrt{k}$	$\frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} = \frac{1}{G}$	$R_6 C = k\tau$
------------------------------	------------------------------	-------------------------------------------------------	-----------------

Tableau 1. Equations reliant les paramètres du circuit aux paramètres du correcteur PI

En partant de ces équations et en respectant les conditions imposées par le fabricant de l'amplificateur opérationnel sur la valeur de la résistance de rétroaction, on peut calculer les valeurs des composants passifs pour obtenir les gabarits du régulateur PI.

4. Résultats de simulations et de mesures

La structure sur la Figure 3 a été validée par des simulations réalisées avec le logiciel ADS d'Agilent, en utilisant les modèles des transistors et des amplificateurs opérationnels présents dans le prototype. Les figures 5 et 6 représentent le signal de sortie pour des rapports cycliques de 1% et de 10% (rapport de la durée du train d'impulsions sur la période du signal).

On constate sur ces courbes la diminution significative de l'amplitude et de la durée du régime oscillatoire. L'amplitude maximale des oscillations est d'environ 0.8V et de durée négligeable de l'ordre de 0.68μsec pour un rapport cyclique de 10% (Figure 5).

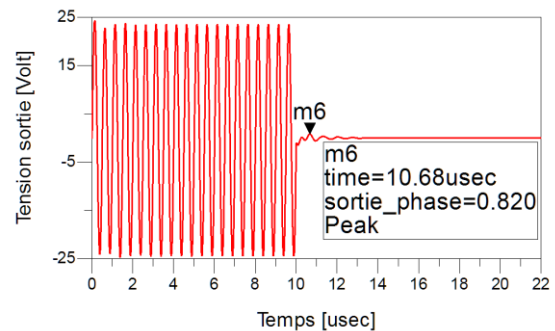


Figure 5. Simulation du signal en sortie du PA (Rapport cyclique 10%)

Une amplitude maximale des oscillations d'environ 1V a été retrouvée en simulation pour le cas d'un rapport cyclique de 1% (Figure 6).

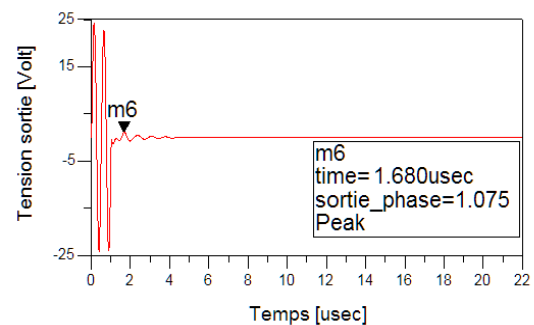


Figure 6. Simulation du signal en sortie du PA (Rapport cyclique 1%)

Expérimentalement, le système de correction a dû être amélioré notamment pour des problèmes de stabilité sous certaines conditions d'utilisation. Ainsi plusieurs condensateurs de filtrage ont été ajoutés au circuit préalablement simulé.

Les figures 7 et 8 montrent respectivement les signaux mesurés pour une durée des trains d'impulsions en entrée de 1 μsec et de 10 μsec .

On peut constater qu'en présence du correcteur PI, l'atténuation en amplitude du régime oscillatoire après la fin du train d'impulsions est d'environ 1/3 par rapport à la boucle ouverte. Ce régime transitoire est annulé au bout de 2 μs dans le premier cas et de 4 μs pour le deuxième cas, ce qui rend l'instant de la commutation entre l'émission et la réception acceptable.

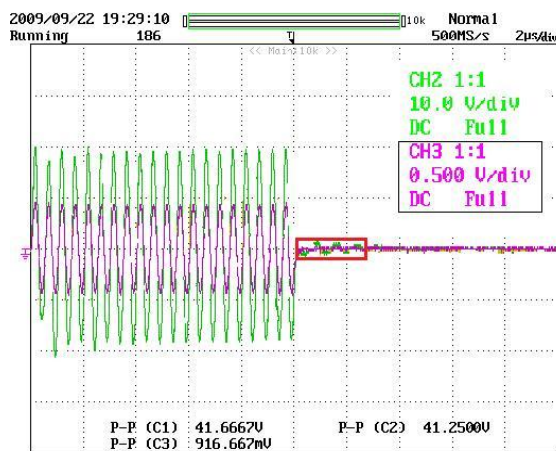


Figure 7. Signal d'entrée (courbe magenta) et de sortie (courbe verte) du système en boucle fermée (durée du train d'impulsions : 10 μsec)

5. Conclusion

Cet article présente la conception et la mesure d'un amplificateur de puissance utilisant un correcteur analogique afin d'améliorer le fonctionnement pour des impédances de charge variables. Un prototype a été réalisé, utilisant une boucle de rétroaction et un régulateur proportionnel intégral. Les résultats de mesure montrent une amélioration du comportement de l'amplificateur, notamment la réduction des signaux parasites présents en sortie après la fin du train d'impulsions. Des études complémentaires sont envisagées pour vérifier le comportement de la structure en présence des variations de l'impédance de l'antenne dues à leur déploiement aléatoire sur le sol martien.

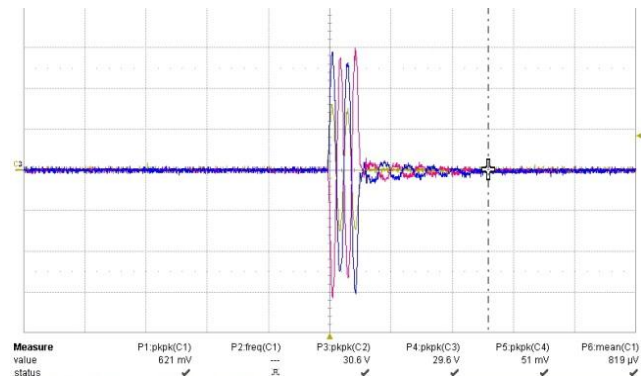


Figure 8. Signal d'entrée (courbe verte) et de sortie (courbe bleue) du système en boucle fermée (durée du train d'impulsions : 1 μsec)

6. Bibliographie

- [1] J. J. Berthelie, R. Ney, V. Ciarletti, B. Martinat, M. Hamelin, F. Costard, P. Paillou, C. Duvanaud, D. Nevejans, W. Kofman, J. G. Trotignon, G. Grandjean, M. Zamora & A. Nagy, « GPR, A Ground-Penetrating Radar for the NetLander Mission », *Journal of Geophysical Research*, 108(E4):8027(doi :10.1029/2002JE001866), 2003.
- [2] A. E. Nordsjö, « An algorithm for adaptive predistortion of certain time-varying nonlinear high-power amplifiers », *RADAR 2002*, pp. 469–473, 15-17 Oct 2002.
- [3] P. B. Kenington, « High-Linearity RF Amplifier Design », Artech House, London 2000.
- [4] P. de Larminat et al, « Analysis and Control of Linear Systems », Wiley-ISTE editions, 2007.
- [5] L. Ljung, « System identification : Theory for the user », Prentice Hall, USA, 1987.
- [6] M. Djamai, E. Tohme, S. Bachir and R. Ouvrard « Continuous-Time Model Identification Using Reinitialized Partial Moments - Application To Power Amplifier Modeling », *IFAC Symposium on System Identification SYSID'06*, Australia, 2006.
- [7] M. Biancheri-Astier, V. Ciarletti, A. Reineix, C. Corbel, Y. Simon, « Optimisation des antennes électriques du radar GPR », *EISS: REE n°2 Propagation et télédétection*, Février 2010.